

モータ制御装置

発明の背景

1. 発明の技術分野

本発明は、モータ制御装置、特に同期モータの回転子の位置または速度を検出するセンサに異常が生じた場合に、安全かつ信頼性の高いモータ制御ができるモータ制御装置に関する。

2. 従来技術

従来、同期モータを制御する制御装置は、モータに取りつけられたセンサ、すなわち、フィードバック検出器の情報からモータの回転子の位置および速度を求めてモータを制御している。フィードバック検出器の故障によりフィードバック検出器からの信号が異常となった場合、モータの回転子の位置および速度を求めることができないため、モータが無制御となる。このため、モータをフリーランし、またはモータ軸に機械的に取り付けられたブレーキでモータを停止させる。

また、速度フィードバック検出器の他に速度フィードバック・ロス検出用の速度フィードバック検出器をモータに取付け、モータの制御装置で各々の速度フィードバック検出器の情報から速度を演算し、それらの速度を比較し、相違がある場合、どちらかの速度フィードバック検出器が故障したと判断し、速度フィードバック・ロスを検出する。そして速度フィードバックロスを検出後、正常に動作している速度フィードバック検出器からの速度フィードバック信号を用いて速度制御を行ない、モータを停止させる。

前述のようにモータのフィードバック検出器に不良が生じたとき、モータをフリーランまたは機械的なブレーキをかけて停止させる方法の場合、複数個のフィードバック検出器を使って、フィードバック検出器の異常時にはそれらを切替えて使用するモータ制御装置が

ある。しかしながら、このような方法ではフィードバック検出器の個数が増加し、この増加に伴い検出回路や切替回路が増加する。その結果、単一のフィードバック検出器の場合に比べて部品点数が増加することにより、部品の信頼性が損なわれるという問題が生じる。結局、制御装置全体の信頼性が低下し、更に設置面積が増加し、コスト高となる問題が生じる。

また、日本国特許公開公報 2001-112282 には、同期モータと、その同期モータの回転子の磁極位置を検出する磁極位置検出手段と、磁極位置検出手段により検出された磁極位置に従って同期モータに供給する電力を制御するインバータ制御手段と、磁極位置検出手段の異常を検出するセンサ異常検出手段と、磁極位置を推定する磁極位置推定手段とを備え、センサ異常検出手段により磁極位置検出手段の異常が検出された場合には、磁極位置推定手段により推定された磁極位置に従って同期モータに供給する電力を制御するモータ制御装置が提案されている。

磁極位置検出手段の異常を検出するセンサ異常検出手段は、波形処理部、UP・DOWNカウンタ、アドレス生成手段、コミュテーションセンサ(CS)エッジ検出器、CS異常検出器、磁極位置検出器、Z相異常検出器、Z相切替器、AB相異常検出器から構成されている。

磁極位置検出センサのセンサ出力であるA、B相信号、Z相信号、およびCS1～CS3信号の各信号、およびそれらの信号の各反転信号が波形処理部に入力され、波形整形などの波形処理が行なわれる。

波形処理されたA、B相信号はUP・DOWNカウンタによりカウントされ、アドレス生成手段に出力される。また、CS1～CS3信号は、CSエッジ検出器およびCS異常検出器および磁極位置検出器に出力される。

更にCS1信号はカウンタに送られる。Z相信号は、Z相異常検

出器、Z相切替器、カウンタに出力される。

Z相信号はCS1パルスを基準にZ相パルスの発生があるかどうかをZ相異常検出器により検知し、Z相異常信号を出力する。A、B相信号は、モータ1回転あたり所定のパルス信号が発生する。CSエッジ間のA、B相エッジの個数をカウントし、その個数が所定の範囲をはずれるとA、B相異常の信号を出力する。また、CS異常検出器ではCS1～CS3信号の状態を観測し、すべてが“H”あるいは“L”の時にCS異常信号を出力する。

以上のようにして、Z相信号、A、B相信号、およびCS信号の異常が検出された場合は、異常が生じた信号の種類に応じてモータ制御する。

このようなモータ制御装置においては、同期モータの回転子の位置および速度を検出するフィードバック検出器の他に同期モータの回転子の磁極位置を検出するためにコミュテーションセンサ信号を検出するCS信号検出器を設けているので、これらの検出器の検出機能がすべて異常となった場合、良否の比較の基準がすべて消滅することになるので異常の検出および判断が全く不能となり結果的にモータ制御が不能となる問題が生じる。

したがって、本発明の目的は、フィードバック検出器から出力される信号から演算された電気角と固定子巻線の誘起電圧から求めた電気角とを比較し、異常と判断したときモータの誘起電圧から推定した電気角によりモータを制御するモータ制御装置を提供することにある。

発明の概要

本発明のモータ制御装置は、同期モータと、同期モータに取りつけられ、同期モータの回転子の位置および速度を検出するフィードバック検出器と、フィードバック検出器の出力信号から同期モータの回転子の磁極位置を検出する磁極位置検出手段と、磁極位置検出

手段により検出された磁極位置に従って、同期モータに供給する電力を制御するインバータ手段と、同期モータの回転子の磁極位置を、同期モータの固定子巻線の誘起電圧から推定する磁極位置推定手段と、磁極位置検出手段により検出された磁極位置と、磁極位置推定手段により推定された推定磁極位置とを常時比較し、フィードバック検出器の異常を検出する磁極位置異常検出手段とを備えている。磁極位置異常検出手段が、フィードバック検出器の異常を検出すると、インバータ手段は、磁極位置推定手段により得た推定磁極位置に従って、同期モータに供給する電力を制御する。

これにより、同期モータの回転子の磁極位置または速度を検出するためのフィードバック検出器に異常が生じ、これらの検出器からフィードバック信号が全く出力されない場合でも、安全かつ信頼性の高いモータ駆動制御ができる。

図面の簡単な説明

図 1 は、本発明に係るモータ制御装置の一実施例を示す構成図である。

図 2 は、エンコーダ出力信号より電気角 θ_e を求めるための磁極位置検出手段の構成を示す図である。

図 3 は、エンコーダ出力信号から求めた電気角 θ_e を示す図である。

図 4 は、任意の磁極数の場合における回転子またはエンコーダの機械角に対する電気角 θ_e 、または θ_{L0} を示す図である。

図 5 は、電圧ベクトル V_s と $d_s - q_s$ 座標系および $d_r - q_r$ 座標系との関係を示す図である。

図 6 は、モータの誘起電圧から求めた推定電気角 θ_{L0} を示す図である。

図 7 は、モータの誘起電圧から求めた V_{L0} および V_{d0} を示した図である。

図 8 は、負荷時の電気角 θ_L と無負荷時の電気角 θ_0 との関係を
示す図である

図 9 は、本発明に係るモータ制御装置におけるインバータ手段の
一例を示す説明図である。

図 10 は、本発明に係るモータ制御装置におけるセンサ信号異常
検出手順と運転状態を示すフローチャートである。

発明の好適な実施例

以下に図面を使って、本発明の実施例を説明する。

図 1 は、本発明に係るモータ制御装置 1 の一実施例を示す構成図
である。モータ制御装置 1 は、センサ制御手段 4、インバータ手段
(またはベクトル制御手段) 5、速度制御手段 6、電流検出器 7 A、
7 B、7 C、エンコーダ 3、エンコーダカウンタ 8 から構成される。
エンコーダ 3 は、絶対値ロータリエンコーダであり、モータ制御装
置 1 の制御対象であるブラシレス同期モータ (以下、モータと称
す) 2 の回転軸に取り付けられた位置および速度検出用フィードバ
ック検出器 (センサ) である。

センサ制御手段 4 は、磁極位置検出手段 20、電圧フィードバッ
ク (F B) 検出器 21、磁極位置推定手段 22、磁極位置異常検出
手段 23、センサ信号切替器 24 から構成される。

速度制御手段 6 は、速度演算器 25、速度算出器 9、減算器 10、
速度制御器 11 から構成される。

電流検出器 7 A、7 B、7 C は、モータ 2 の U、V、W 各相の電
流を検出し、インバータ手段 5 へフィードバックする。

インバータ手段 5 は、モータに供給する電力を制御する。

このような構造のモータ制御装置 1 において、エンコーダ 3 が正
常の場合の動作を説明する。

カウンタ 8 は、エンコーダ 3 の出力するパルスをカウントし、出
力値を、センサ制御手段 4 の磁極位置検出手段 20 および速度制御

手段 6 の速度算出器 9 に入力する。速度算出器 9 は、カウンタの出力値から、モータ 2 の実角速度 ω を演算する。この実角度信号 ω と、角速度指令信号 ω^* とを減算器 10 に入力し、角速度偏差信号 ε を演算する。得られた角速度偏差信号 ε を速度制御器 11 に入力し、トルク分電流指令信号 I_q^* を演算する。このトルク分電流指令信号 I_q^* と、励磁分電流指令信号 I_d^* と、電流検出器 7A、7B、7C の各電流フィードバック信号 I_{urb} 、 I_{vrb} 、 I_{wrb} と、カウンタ 8 の出力値から磁極位置検出手段 20 で演算された電気角信号 θ とをインバータ手段 5 に入力し、モータ 2 をベクトル制御して継続運転する。

図 2 は、カウンタ出力値より電気角 θ を求めるための磁極位置検出手段 20 の構成を示す図である。磁極位置検出手段 20 は、減算器 61、65、係数合わせ手段 62、加算器 63、カウンタ出力値－電気角変換器 64 から構成されている。

減算器 61 は、ある時間 t におけるカウンタ 8 のカウンタ出力値 C_t と微小時間 Δt 経過後のカウンタ出力値 $C_{(t+\Delta t)}$ とを入力し、微小時間 Δt におけるエンコーダ 3 の機械角の差分 ($C_{(t+\Delta t)} - C_t$) を演算処理し、この差信号 ($C_{(t+\Delta t)} - C_t$) を出力する。

係数合わせ手段 62 は、差信号 ($C_{(t+\Delta t)} - C_t$) を入力し、この差信号 ($C_{(t+\Delta t)} - C_t$) に補正係数 K_{ppr} を乗算し、得られた差信号に相当した電気角 (カウンタ出力値) ΔC を出力する。この電気角 (カウンタ出力値) ΔC は、

$$\Delta C = K_{ppr} \times (C_{(t+\Delta t)} - C_t) \quad \dots (1)$$

$$K_{ppr} = P / 2、但し、P は回転子の磁極数$$

で求まる。

加算器 63 は、時間零から時間 t までの累積電気角 (カウンタ出力値) C_{pr} と微小時間 Δt に相当する電気角 (カウンタ出力値) ΔC とを加算し得られた総電気角 (カウンタ値) C_t を出力する。総電気角 C_t は、

$$C_s = C_{pr} + K_{ppr} \times (C_{(t+\Delta t)} - C_t) \quad \dots (2)$$

で求まる。

カウンタ値—電気角変換器 6 4 は、回転子の電気角 0° 、 360° （または 2π ラジアン）に、それぞれ割り付け値 0、 C_s を割り付ける。例えば、 C_s に 16384（後述する固定子巻線の誘起電圧から求めた電気角 θ_p 360° （または 2π ラジアン）に割り付けた数値 16384 と一致させることにより両者 θ_s と θ_p との比較演算がし易くなるからである。そうすると時間 t における電気角 θ_{ps} は、

$$\theta_{ps} \text{ (度またはラジアン)} = 360^\circ \text{ (または } 2\pi) \times C_s / C_s \quad \dots (3)$$

ここで、 $1/K = C_s / C_s$

で求まる。 C_s を割り付けることにより、たとえエンコーダ 3 の種類、例えば、1 回転当たりの総パルス数が異なるものであっても電気角の計測上汎用性が維持できる。

減算器 6 5 は、回転子の電気角 θ_{ps} から、オフセット量 δ を減算して得た電気角 θ_s を出力する。すなわち、通常、回転子の磁極とエンコーダ 3 のカウンタ出力値 0 がずれる。このズレに相当するカウンタ出力値を電気角に換算した量、いわゆるオフセット量 δ を考慮し零調整を済ませた電気角 θ_s を得る。そしてオフセット量を求める一方法として、U 相の固定子巻線に適当なレベルの直流電圧を印加すると、その固定子巻線から磁界が発生する。この磁気作用、すなわち、回転子の磁極 N 極または S 極が固定子巻線に引き付けられることにより、モータ 2 の回転子がロック状態を保持され、このときのカウンタ読み値から式 (3) により電気角に換算した値を求めることができる。例えば、電気角 2π ラジアンに相当するカウンタ割り付け値を 16384、ズレ量が 1638 である場合、オフセット量は 0.628 ラジアンとなる。

図 3 は、磁極数が 2 極の場合について、エンコーダ 3 の機械角と

回転子の電気角 θ_r との関係を示す図である。ここで、縦軸は回転子の電気角 θ_r であり、横軸はエンコーダの機械角を示す。その他の磁極数、これを P 個とすると、エンコーダ 3 の機械角と回転子の電気角 θ_r との関係は、電気角 θ_r がエンコーダの機械角の $P/2$ 倍となることから、エンコーダの機械角 2π ラジアンだけ変化する間に電気角 θ_r を示す直線が図 4 のように鋸歯状に $P/2$ 回繰り返し変化する。

以上の結果により、磁極数、カウンタ割り付け値、オフセット量を与えれば、任意のカウント値から式 (3) により電気角 θ_r を演算することができる。

次に、磁極位置推定手段 22 において、固定子の固定子巻線の誘起電圧から回転子の推定電気角を求める方法について以下に説明する。

電圧 FB 検出器 21 は、モータ 2 の各固定子巻線から取り出した U 、 V 、 W 3 相の誘起電圧 V_u 、 V_v 、 V_w を入力信号とし、式 (4)、式 (5) にもとづいて演算し、 $U-V$ 相の相間電圧信号 V_{uv} 、 $V-W$ 相の相間電圧信号 V_{vw} を出力する。

$$V_{uv} = V_u - V_v \quad \dots (4)$$

$$V_{vw} = V_v - V_w \quad \dots (5)$$

これら相間電圧信号は、磁極位置推定手段 22 に送られる。

まずモータに負荷がないときの推定電気角について説明する。無負荷時の推定電気角を θ_{L0} とすると、磁極位置推定手段 22 は、相間電圧信号 V_{uv} 、相間電圧信号 V_{vw} を入力信号とし、演算を行い、回転子の推定電気角 θ_{L0} を出力する。

図 5 は、 U 、 V 、 W 3 相の誘起電圧の回転磁界ベクトル（以下、電圧ベクトルと称す） V_s と、 d_s-q_s 座標系および d_e-q_e 座標系との関係を示す図である。ここで、 d_s-q_s 座標は固定子の静止座標系であり、 d_e-q_e 座標は回転子の回転座標系である。

すなわち、図 5 は、モータ 2 における固定子が対称 3 相集中巻線

であり、これと等価な2相集中巻線の静止座標系 $d_s - q_s$ (d_s は下方向を正とする) および回転座標系 $d_e - q_e$ と、U、V、W 3相の誘起電圧を2相変換した電圧ベクトル V_s との関係を示す図である。なお、ベクトル V_{qs} は、固定子の $d_s - q_s$ 静止座標系 (d_s 、 q_s 軸は互いに直角をなす座標系) における電圧ベクトル V_s の q_s 成分 (トルク成分)、ベクトル V_{ds} は、電圧ベクトル V_s の d_s 成分 (励磁成分) を示す。ところで、モータ2は、回転子の $d_e - q_e$ 回転座標系 (d_e 、 q_e 軸は互いに直角をなす座標系) が電圧ベクトル V_s と一体となって回転する。すなわち、モータ2の回転子の $d_e - q_e$ 回転座標系における q_e 軸が電圧ベクトル V_s と一体となって回転する。

したがって、U、V、W 3相の誘起電圧にもとづいた電圧ベクトル V_s と q_s 軸の正方向とのなす角度が、モータ2における回転子の推定電気角 θ_{L0} を与える。

次に回転子の推定電気角 θ_{L0} の算定式について説明する。

図5において定義された q_s 軸方向と、これと直交する d_s 軸方向の成分をそれぞれ V_{qs} 、 V_{ds} とし、この V_{qs} 、 V_{ds} 各値からモータ2の回転子の推定電気角 θ_{L0} を演算することができる。すなわち、相間電圧 V_{UV} 、 V_{VW} の値を使って V_{qs} 、 V_{ds} は、それぞれ

$$V_{qs} = V_{UV} + V_{VW} / 2 \quad \cdots (6)$$

$$V_{ds} = -\sqrt{3} V_{VW} / 2 \quad \cdots (7)$$

となる。

そして、 V_{qs} 、 V_{ds} の絶対値表示をそれぞれ V_{qsa} 、 V_{dsa} とすると

$$V_{qsa} = a b s (V_{UV} + (V_{VW} / 2)) \quad \cdots (8)$$

$$V_{dsa} = a b s (-\sqrt{3} V_{VW} / 2) \quad \cdots (9)$$

が求まる。ここで $a b s$ は、絶対値を表わす。

そして、推定電気角 θ_{L0} は、 V_{ds} 、 V_{qs} 、 V_{qsa} 、 V_{dsa} 各値の大きさに応じて以下に示すような数式を選択し演算される。すなわち、

$V_{ds} \leq 0$ である場合において

もし、 $V_{qs} \geq 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} > V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = \tan^{-1} (V_{dsa} / V_{qsa}) \quad \dots (10)$$

となる。

もし、 $V_{qs} \geq 0$ であり、かつ $V_{qsa} \leq V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = \pi / 2 - \tan^{-1} (V_{qsa} / V_{dsa}) \quad \dots (11)$$

となる。

もし、 $V_{qs} < 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} < V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = \pi / 2 + \tan^{-1} (V_{qsa} / V_{dsa}) \quad \dots (12)$$

となる。

もし、 $V_{qs} < 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} \geq V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = \pi - \tan^{-1} (V_{dsa} / V_{qsa}) \quad \dots (13)$$

となる。

$V_{da} > 0$ である場合において

もし、 $V_{qs} < 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} > V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = \pi + \tan^{-1} (V_{dsa} / V_{qsa}) \quad \dots (14)$$

となる。

もし、 $V_{qs} < 0$ であり、かつ $V_{qsa} \leq V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = 3\pi / 2 - \tan^{-1} (V_{qsa} / V_{dsa}) \quad \dots (15)$$

となる。

もし、 $V_{qs} \geq 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} < V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = 3\pi / 2 + \tan^{-1} (V_{qsa} / V_{dsa}) \quad \dots (16)$$

となる。

もし、 $V_{qs} \geq 0$ であり、かつ、 $V_{qsa} \geq V_{dsa}$ であるならば、

$$\theta_{L0} = 2\pi - \tan^{-1} (V_{dsa} / V_{qsa}) \quad \dots (17)$$

となる。

したがって、以上の説明により推定電気角 θ_{L0} は、電圧ベクトル V_s の d_s 軸方向および q_s 軸方向の各成分 V_{ds} 、 V_{qs} の絶対値 V_{dsa} 、 V_{qsa} の比に依存することが分かる。

そして、モータ 2 の駆動制御を安定かつ信頼性のある制御とする

ために、固定子巻線の各誘起電圧の電圧波形は正弦波形または余弦波形になること、かつ、U、V、W各相の電圧波形の振幅が同一、例えばU相の誘起電圧を振幅1（無次元）の余弦波形とすると、他の相の誘起電圧波形はU相の余弦波形と位相が異なるだけで振幅1（無次元）の余弦波形からなることが望ましい。なぜならば、3相交流波形を使用したモータ2の制御回路および駆動回路によって、モータ2の位置および速度を安定かつ信頼性の高い制御を行なうモータ制御装置においては、3相交流波形の振幅がすべて同一であり、かつ、U、V、W各相の位相が互いに120度異なることが望ましいからである。

したがって、本発明に係る推定電気角 θ_{L0} は、固定子巻線の誘起電圧から推定電気角 θ_{L0} を算出する限り、U、V、W各相の誘起電圧波形の振幅をすべて単位レベル、例えば、1（無次元）としても本質的に矛盾を生じない。何故ならば推定電気角 θ_{L0} は、 $V_{d_{aa}}$ と $V_{q_{aa}}$ との比に依存するからである。

そこで、まず回転子の磁極の回転によって固定子巻線に発生する誘起電圧のレベル変化を求める。固定子巻線の誘起電圧波形に対し式(18)～式(20)が成立することが知られている。すなわち、 V_u 、 V_v 、 V_w は、それぞれ

$$V_u = \cos(\phi + 0^\circ) = \cos(\phi + 0 \text{ ラジアン}) \dots (18)$$

$$V_v = \cos(\phi + 240^\circ) = \cos(\phi + 4.1887 \text{ ラジアン}) \dots (19)$$

$$V_w = \cos(\phi + 120^\circ) = \cos(\phi + 2.0943 \text{ ラジアン}) \dots (20)$$

この ϕ は、誘起電圧の電気角に相当する。例えば、 $\phi = 0^\circ$ （0ラジアン）に対するそれぞれの誘起電圧レベルを式(18)～式(20)によって求める。

したがって、 $\phi = 0$ ラジアンのとき、 $V_u = 1.000$ 、 $V_v = -0.500$ 、 $V_w = -0.500$ となる。そして、これらの数値 V_u 、

V_v 、 V_w を式 (4) ~ 式 (17) に代入し演算して、 $V_{uv} = 1.500$ 、 $V_{uw} = 0.000$ 、 $V_{qs} = 1.500$ 、 $V_{ds} = 0.000$ 、 $V_{qsa} = 1.500$ 、 $V_{dsa} = 0.000$ を得る。

この場合の推定電気角 θ_{L0} は、 V_{ds} 、 V_{qs} 、 V_{qsa} 、 V_{dsa} が数 14 の条件に該当するので、結局、推定電気角 $\theta_{L0} = 6.283$ ラジアンとなる。他の誘起電圧の電気角に対する推定電気角 θ_{L0} を同様に求めることができる。

ここで回転子の極数として 2 極を例にとると、回転子が機械角 2π ラジアン (360° 相当) だけ回転する間に、回転子の磁極の回転にもとづく固定子巻線に発生する誘起電圧の電気角も回転子の機械角 2π ラジアンと同一となるので回転子の電気角が 2π ラジアンとなる。

図 6 は、2 極の場合に回転子の機械角に対する U、V、W 3 相の誘起電圧から求めた推定電気角 θ_{L0} 、および各相の誘起電圧 V_u 、 V_v 、 V_w と各相間電圧 V_{uv} 、 V_{vw} のレベル変化を示す図である。ここで、縦軸は推定電気角 θ_{L0} (ラジアン換算)、3 相の誘起電圧および相間電圧のレベルを示し、横軸はエンコーダ 3 または回転子の機械角を示す。

すなわち、図 6 により、推定電気角 θ_{L0} は、回転子の機械角がゼロから 2π (6.283 ラジアンに相当) まで変化したとき、ゼロから 2π (6.283 ラジアンに相当) まで直線的に変化することを示す。そして、推定電気角 θ_{L0} は、回転子の機械角が一定角度 (この例では 2π ラジアン) だけ変化する毎に鋸歯状に繰り返し変化する。

さらに、図 7 は、図 6 と同様に 2 極の場合に、回転子またはエンコーダ 3 の機械角に対する電圧レベル V_{qs} 、 V_{ds} およびその絶対値 V_{qsa} 、 V_{dsa} との関係を示す図である。ここで、縦軸は V_{qs} 、 V_{ds} 、 V_{qsa} 、 V_{dsa} の電圧レベル、横軸は誘起電圧の電気角を示す。

以上、2 極の場合の推定電気角 θ_{L0} について説明したが、P 極の

場合、図 6 に示した誘起電圧の電気角 θ_{L0} と回転子の機械角の関係について電気角 θ_{L0} が、最終的に回転子の機械角の $P/2$ 倍となる。したがって、回転子の機械角（エンコーダの機械角と同一）が 0 ラジアンから 2π ラジアン（ 360° 相当）変化する間に、電気角 θ_{L0} を示した直線が図 4 のように鋸歯状に $P/2$ 回、例えば、4 極であれば 2 回、8 極であれば 4 回だけ繰り返し変化する。図 7 についても図 6 と同様に回転子の機械角が 0 ラジアンから 2π ラジアン変化する間に V_{qs} 、 V_{ds} が $P/2$ 回繰り返し変化する。

この推定電気角 θ_{L0} の場合についても、回転子の電気角 2π ラジアンに上記割り付け値 C_s と同一数値を割り付け、回転子の任意の機械角に対する電気角を例えばカウンタ 8 のカウンタ出力値から計測することができる。

次にモータ 2 に負荷があるときの推定電気角 θ_L について、図 8 にもとづいて説明する。

図 8 に示すように、推定電気角 θ_L は、無負荷時の場合の推定電気角 θ_{L0} に対し、次式により求めた電気角の誤差 ε だけ進んだ電気角となる。すなわち、 θ_L は、

$$\theta_L = \theta_{L0} + \varepsilon \quad \cdots (21)$$

となる。

また、 ε は、

$$\varepsilon = \tan^{-1} (V_{ds} / V_{qs}) \quad \cdots (22)$$

となる。

ここで、 V_{qs} 、 V_{ds} は、式 (23)、式 (24) で与えられる。すなわち、

$$V_{qs} = \sqrt{(2/3)} \times C \quad \cdots (23)$$

$$V_{ds} = 2\sqrt{2}\pi (N_s / 60) \times (P/2) \times I_s \times I_m \quad \cdots (24)$$

ただし、 C はモータ定格回転数時の線間電圧、 N_s は毎分当たりのモータ回転数、 I_s は固定子巻線のインダクタンス（ q 軸）、 I_m はモータ電流である。

例えば、 $I_a = I_{NP}$ （モータ定格電流）＝5.3アンペア（R M S）、 $N_a = N_{NP}$ （毎分当たりのモータ定格回転数）＝3000 毎分あたり定格回転数、 $P = 2$ （極）、 $C = 331$ ボルト、 $I_s = 0.0164$ ヘンリーとすると、

$V_{a_s} = 270$ ボルト、 $V_{d_s} = 38.5$ ボルトとなり、 $\epsilon = 8^\circ$ を得る。つまり、負荷時の電気角 θ_L は、無負荷時の場合の推定電気角 θ_{L0} に対し電気角の誤差 ϵ に相当する 8° だけ進んだ値になる。

そこで、回転子のある機械角に対し誘起電圧から求めた電気角 θ_L と、エンコーダ出力信号から求めた電気角 θ_c とを比較できるためには、電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ を求め、その電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ と電気角 θ_c とを比較すればよいことになる。つまり、例えば、極数が2極の場合、電気角 θ_L が図6に示した特性グラフ、すなわち、横軸である機械角が0ラジアンするとき縦軸である電気角を0ラジアンとし、機械角が 2π ラジアンのとき電気角が 2π ラジアンに対応した鋸歯状のグラフになるように、電気角 θ_L を電気角の誤差 ϵ だけ遅らせて演算した結果得られる電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ を求め、その電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ と電気角 θ_c とを比較すればよいことになる。ここで電気角誤差 ϵ は、モータの回転数、電流値をそれぞれエンコーダ3、電流検出器7A、7B、7Cから検出した信号を、式(22)、式(23)、式(24)により演算することにより得られる。

一方、モータ2に負荷がかかり、かつ、回生時について、 ϵ が負の値となり、推定電気角 θ_L は無負荷時の推定電気角 θ_{L0} に対し ϵ だけ遅れる。したがって、前記回転力行と同様に電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ を求め、電気角 $(\theta_L - \epsilon)$ と電気角 θ_c とを比較演算することができる。

磁極位置異常検出手段23は、回転子またはエンコーダの機械角における前述したモータ2の固定子巻線の誘起電圧から演算した推定電気角 θ_L とエンコーダ出力信号にもとづいた電気角 θ_c との差を常時比較演算し、その差の絶対値がある規定値、例えば、電気角2

π ラジアンの5%（規定値は0.314ラジアン相当）に等しいかまたは小さければ、エンコーダ3が正常と判断する。もし、前記絶対値が5%より大きければエンコーダ3が異常と判断し、切替信号を出力する。

センサ信号切替器24は、磁極位置異常検出手段23でエンコーダ3が正常と判断された場合、スイッチ66は接続したままにし、電気角 θ_e を出力する。一方、エンコーダ3が異常と判断した場合、切替信号によりスイッチ66からスイッチ67に切替え、推定電気角 θ_L を出力する。

速度制御手段6の速度演算器25は、推定電気角信号 θ_L を入力とし時間微分し、得られた単位時間当たりの推定電気角の変化量に回転子の磁極数Pにもとづく補正係数 $2/P$ を乗算して得られた実角速度を出力する。

図9は、インバータ手段（またはベクトル制御手段）5を示す図である。インバータ手段5は、3相-2相電流フィードバック演算器40、d軸電流制御器41、q軸電流制御器42、2相-3相電圧指令演算器43、パルス幅変調方式の制御器（以下、PWM制御器と称す）44、角度変換器45、およびパワー素子46から構成される。

角度変換器45は、誘起電圧より演算した推定電気角 θ_L またはエンコーダ出力信号より演算した電気角 θ_e を入力とし、これらの電気角 θ_L または θ_e を、3相-2相変換または2相-3相変換時に適合するように角度変換し、3相-2相変換ではもとの信号である θ_e または θ_L が出力され、2相-3相変換では角度変換された θ_L^* または θ_e^* を出力する。

3相-2相電流フィードバック演算器40は、モータ2に設置された電流検出器7A、7B、7Cから検出されたモータ2の電流フィードバック信号 I_{ufb} 、 I_{vfb} 、 I_{wfb} および角度変換器45により位相変換された電気角 θ_L または θ_e （3相-2相ベクトル角）を入

力信号とし、演算処理して、d軸電流フィードバック信号 I_{dfb} および q 軸電流フィードバック信号 I_{qfb} を出力する。

d 軸電流制御器 4 1 は、励磁電流指令信号 I_d^* および d 軸電流フィードバック信号 I_{dfb} を入力信号とし、演算処理して d 軸電圧指令信号 V_d^* を出力する。

q 軸電流制御器 4 2 は、トルク指令信号 I_q^* および q 軸電流フィードバック信号 I_{qfb} を入力信号とし、演算処理して q 軸電圧指令信号 V_q^* を出力する。

2 相 - 3 相電圧指令演算器 4 3 は、d 軸電圧指令信号 V_d^* 、q 軸電圧指令信号 V_q^* 、および角度変換器 4 5 により変換された電気角 θ_L^* または θ_o^* (2 相 - 3 相ベクトル角) を入力信号とし、演算処理して U、V、W 3 相の電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* を出力する。

PWM 制御器 4 4 は、図示しない発振器で発生する信号、例えば、三角波信号またはのこぎり波信号と、モータ 2 の制御信号である U 相、V 相、W 相の電圧指令信号 V_u^* 、 V_v^* 、 V_w^* とを図示しない比較器に入力し、演算処理してパルス幅変調信号をパワー素子 4 6 に出力する。

パワー素子 4 6 は、上記パルス幅変調信号に応じてモータ 2 を駆動する。

図 10 は、モータ制御装置 1 におけるセンサ信号異常検出動作および運転動作を示すフローチャートである。

図 10 において、まず磁極位置検出手段 20 で、エンコーダ 3 の出力信号からエンコーダ 3 の機械角に対する電気角 θ_o を演算する (ステップ S101)。一方、電圧 FB 検出手段 21 で、モータ 2 の無負荷時の固定子巻線の誘起電圧を検出する (ステップ S102)。検出した誘起電圧から回転子の電気角 (前述したように極数が定まれば回転子の電気角とエンコーダ 3 の機械角の関係が一義的に求まる) に対するモータ 2 の無負荷時の推定電気角 θ_{Lo} を演算す

る（ステップS103）。磁極位置推定手段22で、モータ2の負荷時の電気角の誤差 ε を補正した推定電気角 θ_L を演算する（ステップS104）。

磁極位置異常検出手段23で、回転子の各機械角における推定電気角 θ_L と電気角 θ_e との差の絶対値が、所定の規定値に一致するかまたはより小さいかを判断する（ステップS105）。もし、推定電気角 θ_L と電気角 θ_e との差の絶対値が、所定の規定値に一致するかまたは小さければ、エンコーダ3が正常であると判断し（ステップS106）、センサ信号切替器24で電気角 θ_e を出力する（ステップS107）。このとき、インバータ手段5で電気角 θ_e に応じてモータ2をベクトル制御し（ステップS108）、モータ2を運転継続（ステップS109）する。

磁極位置異常検出手段23で、もし、推定電気角 θ_L と電気角 θ_e との差の絶対値がある規定値より大きければ、エンコーダ3が異常と判断し（ステップS110）、センサ信号切替器24で推定電気角 θ_L を出力する（ステップS111）。推定電気角 θ_L は、インバータ手段6および速度演算器25に入力される。

速度演算器25で推定電気角 θ_L と回転子の極数とから、モータ2の実角速度を演算する（ステップS112）。インバータ手段5では、この実角速度とモータ2の誘起電圧から求めた推定電気角 θ_L に応じてモータ2をベクトル制御し（ステップS113）、モータ2を運転継続（ステップS114）する。

なお、本発明は、一実施例としてモータ2の回転位置および速度を検出するためにアブソリュート（絶対値）形エンコーダを使用した。基本的にはインクリメンタル形エンコーダにも適用可能である。

以上説明したように、モータの回転位置および速度を検出するフィードバック検出器に異常が生じた場合安全かつ信頼性の高いモータ駆動制御ができる。

特許請求の範囲

1. 同期モータと、

前記同期モータに取りつけられ、前記同期モータの回転子の位置および速度を検出するフィードバック検出器と、

前記フィードバック検出器の出力信号から前記同期モータの回転子の磁極位置を検出する磁極位置検出手段と、

前記磁極位置検出手段により検出された前記磁極位置に従って、前記同期モータに供給する電力を制御するインバータ手段と、

前記同期モータの回転子の磁極位置を、前記同期モータの固定子巻線の誘起電圧から推定する磁極位置推定手段と、

前記磁極位置検出手段により検出された前記磁極位置と、前記磁極位置推定手段により推定された推定磁極位置とを常時比較し、前記フィードバック検出器の異常を検出する磁極位置異常検出手段とを備え、

前記磁極位置異常検出手段が、前記フィードバック検出器の異常を検出すると、前記インバータ手段は、前記磁極位置推定手段により得た前記推定磁極位置に従って、前記同期モータに供給する電力を制御することを特徴とするモータ制御装置。

2. 前記磁極位置異常検出手段は、前記磁極位置検出手段により検出された前記磁極位置と、前記磁極位置推定手段により推定された推定磁極位置との差の絶対値が、所定の規定値より大きい場合に、前記フィードバック検出器を異常であると判断する、請求項1に記載のモータ制御装置。

3. 前記磁極位置検出手段は、前記フィードバック検出器がエンコーダである場合に、エンコーダの出力信号から、エンコーダの機械角を演算し、得られた機械角から磁極の位置を表す電気角を演算する、請求項2に記載のモータ制御装置。

4. 前記磁極位置推定手段は、前記固定子巻線の誘起電圧から相間電圧を演算し、これら相間電圧から無負荷時の推定電気角を演算し、この推定電気角から負荷時の電気角を演算する請求項3に記載のモータ制御装置。

5. 前記負荷時の電気角と前記同期モータの回転子の磁極数とから、前記同期モータの実角速度を演算する速度演算手段をさらに備え、

前記磁極位置異常検出手段が、前記フィードバック検出器を異常であると判断すると、前記速度演算手段に、前記負荷時の電気角を入力し、前記速度演算手段により演算された実角速度を、前記インバータ手段に入力する、請求項4に記載のモータ制御装置。

要約書

モータ制御装置が提供される。このモータ制御装置は、同期モータと、同期モータに取りつけられ、同期モータの回転子の位置および速度を検出するフィードバック検出器と、フィードバック検出器の出力信号から同期モータの回転子の磁極位置を検出する磁極位置検出手段と、磁極位置検出手段により検出された磁極位置に従って、同期モータに供給する電力を制御するインバータ手段と、同期モータの回転子の磁極位置を、同期モータの固定子巻線の誘起電圧から推定する磁極位置推定手段と、磁極位置検出手段により検出された磁極位置と、磁極位置推定手段により推定された推定磁極位置とを常時比較し、フィードバック検出器の異常を検出する磁極位置異常検出手段とを備えている。